



## Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

**Aktenzeichen:** 100 65 353.7

**Anmeldetag:** 27. Dezember 2000

**Anmelder/Inhaber:** HILTI Aktiengesellschaft, Schaan/LI;  
JENOPTIK Aktiengesellschaft, Jena/DE.

**Bezeichnung:** Lokaloszillator zur Erzeugung eines HF-Signals zur  
Direktmischung mittels Avalanche-Fotodioden

**Priorität:** 31.07.2000 DE 100 37 209.0

**IPC:** H 03 B, H 03 J, H 03 L

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 12. März 2001  
Deutsches Patent- und Markenamt  
Der Präsident  
Im Auftrag

# MÜLLER & HOFFMANN - PATENTANWÄLTE

European Patent Attorneys - European Trademark Attorneys

Innere Wiener Strasse 17  
D-81667 München

Anwaltsakte: 53.097

Mü/kx

Anmelder-Az: B465 - **Direktmischung**  
S1324 DE

27.12.2000

**HILTI Aktiengesellschaft**

FL-9494 Schaan

Fürstentum Liechtenstein

**JENOPTIK Aktiengesellschaft**

Carl-Zeiss-Straße 1

D-07743 Jena

---

**Lokalszillator zur Erzeugung eines HF-Signals zur  
Direktmischung mittels Avalanche-Fotodioden**

---

Priorität: Deutschland

31. Juli 2000

100 37 209.0

### Beschreibung

- 1 Die Erfindung betrifft einen Lokaloszillator zur Erzeugung eines schmalbandigen Hochfrequenz-Signals (HF-Signals) zur direkten Signalmischung mit einem über eine in Sperrrichtung vorgespannte Avalanche-Fotodiode (APD) aus einem auf die APD auftreffenden Lichtsignal erzeugten Empfangssignal.

5

- Avalanche-Fotodioden (APDs) werden unter anderem in empfindlichen optoelektronischen Messsystemen eingesetzt. So ist beispielsweise die optoelektronische Messung von Distanzen bis zu 100 m mit Genauigkeiten von wenigen Millimetern für zahlreiche Anwendungen, insbesondere in der Bauindustrie und im Anlagenbau von großer Bedeutung. Die Dynamik derartiger Entfernungsmesssysteme sollte möglichst hoch sein, um sowohl sehr schwache als auch starke Lichtempfangssignale verarbeiten zu können. Hierdurch wird die Verwendung definierter Zielmarken am Objekt, dessen Distanz von einem Referenzort aus bestimmt werden soll, überflüssig. Die Möglichkeit der direkten Distanzmessung an bestimmten Oberflächen, d. h. ohne den Einsatz von Zielmarken, ermöglicht insbesondere bei den genannten technischen Gebieten und Branchen reduzierte Fertigungszeit und Kosteneinsparungen bei gleichzeitiger Verringerung der Fertigungstoleranzen.

- 20 Um die geforderte hohe Dynamik gewährleisten zu können und zur Detektion sehr schwacher Messsignale ist der Einsatz von empfindlichen APDs vielfach unumgänglich und prinzipiell bei Verfahren und Einrichtungen zur hochgenauen optoelektronischen Distanzmessung auch bekannt. In den meisten Fällen wird bei Distanzmesseinrichtungen ein vorzugsweises sinusförmig intensitätsmodulierter Strahl einer Lichtquelle, insbesondere einer Laserdiode, auf ein Messobjekt gerichtet (vergleiche EP 0 701 702 B1, DE 196 43 287 A1, US 4,403,857). Das vom Messobjekt zurückgestreute intensitätsmodulierte Licht wird von einer Fotodiode detektiert. Die zu messende Distanz ergibt sich aus der Phasenverschiebung der vom Messobjekt zurückgestreuten sinusförmig modulierten Lichtintensität in Bezug zur emittierten Lichtintensität der Lichtquelle. Um bei hochgenauen Distanz- bzw. Phasenmesssystemen eine Eliminierung von temperatur- sowie alterungs- und empfangsleistungsabhängigen Phasenfehlern zu erreichen, wurde mit der DE-Patentanmeldung 100 06 493.0 als Verbesserung gegenüber der Messeinrichtung nach US 4,403,857 vorgeschlagen, die Lichtintensitäten eines Haupt- und eines Referenzemitters gleichzeitig mit ver-

- 1 schiedenen Modulationsfrequenzen zu modulieren und aufgrund der Verwen-  
dung von APDs als Haupt- und Referenzempfänger ein Signalgemisch zu erzeu-  
gen, welches ein Signal mit der Intensitätsmodulationsfrequenz des Hauptemit-  
ters einerseits und ein Signal mit der Intensitätsmodulationsfrequenz des Refe-  
5 renzemitters andererseits enthält. Durch simultane Messung der Phasen der  
beiden so erzeugten Signale und Trennung beider Phasen in einem Zwischen-  
frequenzbereich ist eine störungsfreie Distanzmessung mit eindeutiger Distanz-  
aussage möglich.
- 10 Da bei großen Distanzen und technischen Messobjektflächen, also ohne die  
Verwendung von Zielmarken, mit sehr schwachen Signalen zu rechnen ist, wird  
der Einsatz der empfindlichen APDs notwendig, die beispielsweise im Vergleich  
zu PIN-Fotodioden eine zusätzliche innere Verstärkung des Fotostroms  
bewirken, der durch die einfallende Lichtleistung generiert wird. Diese innere  
15 Verstärkung resultiert aus einer Ladungsträgervervielfachung in der Lawinen-  
zone der APD, in der eine hohe elektrische Feldstärke existiert. Durch diese  
Feldstärke werden die durch den Lichteinfall generierten Ladungsträger stark  
beschleunigt, so dass sie aufgrund ihres hohen Energiezustands weitere  
Ladungsträger aus dem Halbleitermaterial der APD herauslösen, die zur zusätz-  
20 lichen Verstärkung des Fotostroms führen.

Zur Erzeugung der hohen elektrischen Feldstärken in der Lawinenzone der APD  
wird eine hohe Spannung in Sperrrichtung benötigt. Sie liegt je nach APD-Typ  
im Bereich von 40 V bis 500 V. Typische Verstärkungsfaktoren der Fotoströme  
25 liegen zwischen 10 und 200. Sie hängen stark vom jeweiligen Halbleitermaterial  
(z. B. Si, InGaAs), dem Aufbau der Fotodiode, der Sperrspannung und der  
Temperatur ab.

Ein bereits erwähntes Problem bei der beschriebenen Art der optoelektronischen  
30 Distanzmessung, insbesondere an technischen Oberflächen ist die Detektion  
sehr schwacher Signale. Dabei dürfen in dem Messsystem nur sehr geringes  
störendes elektronisches Rauschen und nur sehr schwaches elektrisches Über-  
sprechen (z. B. <110 dB) vom Lichtsender (Laser) zum Fotodiodenempfänger vor-  
handen sein.

35 Um ein nur schwaches Übersprechen und eine möglichst geringe Einkopplung  
von externen Störfeldern (Funkfelder, digitale Störungen) zu gewährleisten,

1 kann im Empfänger eine Methode der direkten Signalmischung angewandt werden, wie sie beispielsweise aus der bereits erwähnten US 4,503,857, sowie aus einem Fachaufsatz K. Seta, T. Oh' Ishi "Distance Measurement Using a Pulse Train Emitted from a Laser Diode", Japanese J. of Appl. Physics, Band. 26, Nr. 5 10, S. L1690-L1692, Oktober 1987 bekannt ist und in einer speziellen vorteilhaften Abwandlung auch in der ebenfalls bereits erwähnten DE-Patentanmeldung 100 06 493.0 vorgeschlagen worden ist. Bei einer solchen Direktmischung wird der APD-Sperrspannung das (vorzugsweise) sinusförmige Signal der Frequenz  $f_{LO}$  eines Lokaloszillators und einer Amplitude von  $>1$  V überlagert, so 10 dass mit der Sperrspannung auch der Verstärkungsfaktor  $M$  der APD, d. h. ihre innere Stromquelle, moduliert wird. Für den APD-Ausgangsstrom gilt dabei in erster Näherung  $i_{APD}(t) = M(t) \cdot i_{FOTO}(t)$ , wobei  $M(t)$  die von der Zeit  $t$  abhängige modulierte APD-Verstärkung und  $i_{FOTO}(t)$  den inneren, durch den Lichteinfall generierten Fotostrom beschreiben. Aufgrund des nichtlinearen Zusammenhangs zwischen der APD-Verstärkung und dem inneren Fotostrom entsteht ein 15 Mischprodukt, d. h. ein Zwischenfrequenzsignal (ZF-Signal), das mit der Frequenzdifferenz zwischen der Frequenz  $f_{LO}$  des Lokaloszillators und der Frequenz  $f_{MESS}$  der modulierten detektierten Lichtleistung oszilliert. Die Frequenzumsetzung findet demnach in der inneren Stromquelle der APD statt. Durch 20 Tiefpassfilterung lassen sich höherfrequente Anteile eliminieren. Das Ausgangssignal der APD, d. h. das ZF-Signal ist (vergleichsweise) niederfrequent und lässt sich somit problemlos weiterverarbeiten. Da sich der Mischprozess innerhalb des Chips der APD abspielt, sind die Strukturgrößen der Mischanordnung typischerweise um drei bis vier Größenordnungen kleiner als die verwendete 25 Modulationswellenlänge. Hierdurch wird die Einstreuung externer elektromagnetischer Störleistung und das elektrische Übersprechen weitgehend vernachlässigbar. Eingestreute Störleistung führt grundsätzlich auch zu erhöhtem Rauschen. Durch die beschriebene Maßnahme werden also auch die Rauscheigenschaften deutlich verbessert. Vorteilhaft ist auch, dass das aus der 30 Direktmischung hervorgehende ZF-Signal in der Regel vergleichsweise sehr niederfrequent ist; z. B. 10 kHz bis 100 kHz. In diesem Frequenzbereich sind keine Störeinstreuungen zu erwarten. Auch parasitäre Eigenschaften von sonstigen elektronischen Bauelementen sind bei diesen niedrigen Frequenzen vernachlässigbar. Da das Ausgangssignal der APD im ZF-Bereich liegt, werden 35 im Empfangsteil außer dem Lokaloszillator keine weiteren Hochfrequenzbauteile benötigt. Die Herstellungskosten aber auch der Stromverbrauch eines mit solchen APDs ausgerüsteten optoelektronischen Distanzmesssystems lassen

- 1 sich also drastisch reduzieren.

Dabei ergibt sich jedoch ein Problem, das der Erfindung als Aufgabe zugrunde-  
liegt: Aufgrund der erwünschten und prinzipiell auch realisierbaren geringen  
5 Leistungsaufnahme des in der Regel aus einer möglichst kleinen Batterie zu  
betreibenden Distanzmessgeräts können bekannte handelsübliche PLL-Oszilla-  
toren (PLL = Phase Locked Loop) mit nachgeschaltetem 50-Ohm-HF-Verstärker  
zur Erzeugung des Lokaloszillatorsignals für die Frequenzmischung nicht oder  
nur mit unbefriedigendem Ergebnis verwendet werden. Da eine Avalanche-Foto-  
10 diode eine rein kapazitive Last darstellt, diese HF-Verstärker aber für einen  
stabilen Betrieb einen niederohmigen 50-Ohm-Signalabschluss benötigen, muss  
für den Verstärker eine mit Leistungsverbrauch verbundene Zwangsanpassung  
vorgesehen werden. Bei einer erwünschten Amplitude von beispielsweise 2 V  
wäre hierzu beispielsweise eine HF-Leistung von 40 mW notwendig. Dies ist aber  
15 mit der angestrebten geringen Stromaufnahme nicht realisierbar.

Gemäß dem erwähnten Fachaufsatz K. Seta et al. soll zur Signal-  
abschlussanpassung des notwendigen HF-Verstärkers ein Hochfrequenzüber-  
trager verwendet werden. In der Praxis hat sich dies jedoch ebenfalls als proble-  
20 matisch erwiesen, da für die benötigten hohen Frequenzen des Lokaloszillator-  
signals (z. B. 1 GHz) nur Spannungsübersetzungen von 1:2 verfügbar sind und  
zusätzlich erhebliche EMI-Probleme aufgrund der Verwendung des Übertragers  
auftraten.

25 Die erfindungsgemäße Lösung sieht einen Lokaloszillator zur Erzeugung eines  
schmalbandigen HF-Signals zur Direktmischung mit einem über eine in Sperr-  
richtung vorgespannte Avalanche-Fotodiode (APD) aus einem einfallenden Licht-  
signal erzeugten (ersten) Empfangssignal vor, bei dem die Sperrschichtkapazität  
der APD in einen steuerbaren HF-Resonanzkreis einbezogen ist, dessen das HF-  
30 Signal bildende Resonanzfrequenz durch wählbare Einstellungen einer von  
einem Referenzoszillator beaufschlagten Steuereinheit bestimmt ist.

Die Erfindung geht von dem Gedanken aus, die Sperrschichtkapazität der  
gleichzeitig als Direktmischer verwendeten APD als schwingungs(mit)be-  
35 stimmendes Element in einen insbesondere PLL-stabilisierten HF-Oszillator ein-  
zubinden, wobei vor allem ein LC-Oszillator im Vordergrund des Interesses  
steht. Durch diesen PLL-stabilisierten Betrieb wird nicht nur die geforderte

- 1 Schmalbandigkeit des Lokaloszillatorsignals gewährleistet, welches für die Mischung mit dem als Messsignal verwendeten Empfangssignal benötigt wird. Es wird außerdem eine vergleichsweise hohe Spannungsamplitude bei geringer Leistungsaufnahme erreicht. Das einstellbare Teilverhältnis der PLL-Schaltung zusammen mit der Frequenz des Referenzoszillators bestimmt dabei die Eigenfrequenz des HF-Resonanzkreises.

- Eine besonders vorteilhafte und einfache Lösung ergibt sich, wenn der HF-Resonanzkreis als LC-Resonanzkreis aufgebaut ist, dessen Resonanzfrequenz durch eine zur Sperrschichtkapazität parallel oder in Serie geschaltete und durch die PLL-Schaltung steuerbare Kapazität insbesondere eine Kapazitätsdiode eingestellt wird. Eine alternative oder ergänzende Möglichkeit besteht darin, einen frequenzmäßig steuerbaren zur Sperrschichtkapazität der APD parallel oder in Serie liegenden HF-Resonanzkreis durch eine steuerbare Induktivität zu realisieren, wobei beispielsweise an einen als Induktivität wirkenden steuerbaren Transistor zu denken ist.

- Der HF-Resonanzkreis, in den die Sperrschichtkapazität der APD eingebunden ist, kann auch mittels eines Resonators realisiert sein, der entweder direkt steuerbar ist oder durch zusätzliche Verwendung einer steuerbaren Kapazität und/oder einer steuerbaren Induktivität. Als derartige Resonatoren kommen beispielsweise Quarze, dielektrische Keramikresonatoren, Hohlraumresonatoren oder Leitungsresonatoren in Frage, deren Ersatzschaltbilder, wie dem Fachmann geläufig, einem LC-Kreis entsprechen.

- 25 Vorteilhafte Weiterbildungen und Ausgestaltungen des Erfindungsgedankens sind in abhängigen Patentansprüchen enthalten und werden nachfolgend auch in Verbindung mit der Beschreibung von Ausführungsbeispielen der Erfindung mit Bezug auf die Fig. 1 bis 7 näher erläutert.

- 30 **Fig. 1** zeigt ein erstes Ausführungsbeispiel für einen erfindungsgemäßen Lokaloszillator, realisiert als PLL-stabilsierter LC-Parallelschwingkreis mit einer zur Sperrschichtkapazität einer APD parallel geschalteten Kapazitätsdiode.

- 35 **Fig. 2** zeigt eine Abwandlung des ersten Ausführungsbeispiels, bei der die PLL-Schaltung von Fig. 1 durch einen digitalen Regelkreis ersetzt

1 ist.

**Fig. 3** veranschaulicht ein zweites Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Lokaloszillators auf Basis eines LC-Parallelschwingkreises mit einer zur Sperrschichtkapazität der APD in Serie geschalteten Kapazitätsdiode.

**Fig. 4** zeigt ein drittes Ausführungsbeispiel des erfindungsgemäßen Lokaloszillators auf Basis eines LC-Serienschwingkreises.

**Fig. 5** zeigt ein viertes Realisierungsbeispiel für einen erfindungsgemäßen PLL-stabilisierten LC-Oszillator, bei dem zwei hochfrequenzmäßig parallel geschaltete APDs vorhanden sind, die in einen LC-Parallelresonanzkreis eingebunden sind.

**Fig. 6** veranschaulicht ein weiteres abgewandeltes Realisierungsbeispiel eines PLL-stabilisierten LC-Oszillators, bei dem zwei APDs sowohl hochfrequenzmäßig als auch gleichspannungsmäßig parallel geschaltet sind.

**Fig. 7** zeigt ein sechstes Realisierungsbeispiel eines PLL-stabilisierten LC-Oszillators, bei dem die zwei APDs hochfrequenzmäßig parallel geschaltet und in einen LC-Serienresonanzkreis eingebunden sind.

**Fig. 8** zeigt ein siebtes Realisierungsbeispiel eines PLL-stabilisierten LC-Oszillators, bei dem zwei APDs hochfrequenzmäßig in Serie geschaltet und in einen LC-Serienresonanzkreis eingebunden sind.

Es wird zunächst auf die Fig. 1 Bezug genommen.

Über einen ohmschen Widerstand R wird einer beispielsweise als Messsignalempfänger dienenden APD 2 eine Hochspannung in Sperrrichtung zugeführt. Zur Sperrschichtkapazität  $C_{APD}$  der APD 2 ist die Kapazität C einer Kapazitätsdiode 3 sowie eine Induktivität L HF-signalmäßig parallel geschaltet. Diese Schaltungsanordnung bildet einen LC-Parallelresonanzkreis, der bei seiner Resonanzfrequenz im Leerlauf betrieben wird. Die in der Schaltung zwischen den kathodenseitigen Fußpunkten der APD 2 und der Kapazitätsdiode

1 3 und der Induktivität L sowie zwischen der Induktivität L und dem Ausgang  
eines HF-Verstärkers 4 vorhandenen Koppelkapazitäten  $C_{KOPPEL}$  stellen für  
das Signal mit der Resonanzfrequenz einen Kurzschluss dar. Sie dienen ledig-  
lich, wie dem Fachmann geläufig, zum Entkoppeln der verschiedenen an die  
5 APD 2, die Kapazitätsdiode 3 und die Induktivität L anzulegenden Gleich-  
spannungen. Das direkt in der APD 2 gebildete Mischprodukt aus dem  
Empfangssignal der APD 2 und dem über den erfindungsgemäßen LC-Oszillator  
erzeugten schmalbandigen HF-Signal gewonnene ZF-Signal lässt sich über einen  
Tiefpass 7 auf der Anode der APD 2 abgreifen. Der Tiefpass 7 kann beispiels-  
10 weise für die HF-Signale, d. h. für das Empfangssignal der APD 2 und für das  
aus dem LC-Oszillator hervorgehende Lokaloszillatorsignal, einen kapazitiven  
Kurzschluss nach Masse darstellen, wobei jedoch das ZF-Signal ungehindert  
passieren kann. Außerdem wird durch den Tiefpass 7 die Anode der APD 2 über  
einen relativ hochohmigen Widerstand auf Masse geführt, so dass dort ein  
15 Gleichspannungsanteil von nahezu 0 Volt resultiert. Der HF-Verstärker 4, z. B.  
in Form eines Hochfrequenztransistors, ermöglicht zusammen mit einem für den  
Fachmann hier nicht näher zu beschreibenden, da prinzipiell bekannten Rück-  
kopplungsnetzwerk 5 ein sicheres Anschwingen des LC-Oszillators. Außerdem  
werden auf diese Weise Verluste ausgeglichen und eine Oszillation konstanter  
20 Amplitude gewährleistet. Die Kapazität C der in Sperrrichtung geschalteten  
Kapazitätsdiode 3 ist abhängig von ihrer jeweils anliegenden Sperrspannung.  
Ein kleiner Anteil des LC-Oszillatorsignals wird zusammen mit dem Ausgangs-  
signal des Verstärkers 4 einer PLL-Schaltung 1 zugeführt, in der die Frequenz  
des LC-Oszillatorsignals heruntersetzt wird, z. B. mit einem Frequenzteiler,  
25 und anschließend mit einem von einem Referenzoszillator 6 erzeugten phasen-  
starken Referenzoszillatorsignal hinsichtlich Phasenlage verglichen wird. Die  
PLL-Schaltung 1 regelt durch Variation der Sperrspannung der Kapazitätsdiode  
3 die Diodenkapazität C und damit die Resonanzfrequenz des LC-Oszillators so,  
dass sich Phasengleichheit zwischen dem frequenzreduzierten LC-Oszillatorsi-  
30 gnal und dem Referenzoszillatorsignal einstellt. In diesem Fall nimmt die Reso-  
nanzfrequenz des LC-Oszillators einen Sollwert an, der abhängig ist von dem  
einstellbaren Teilverhältnis des Frequenzteilers der PLL-Schaltung 1 und der  
Frequenz des Referenzoszillators 6. Dabei ist es von Vorteil, wenn der Referen-  
zoszillator 6 der gemeinsame Mutteroszillator des Gesamtsystems, also insbe-  
35 sondere und beispielshalber der optoelektronischen Distanzmesseinrichtung ist.

Wichtig für die Erfindung ist, dass die Resonanzfrequenz des LC-Oszillators nur

- 1 abhängig ist von dem frei wählbaren Teilverhältnis der PLL-Schaltung 1 und  
der Frequenz des Referenzoszillators 6. Sie hängt insbesondere nicht von der  
Sperrschichtkapazität  $C_{APD}$  der APD 2 ab, die mit erheblichen Exemplar-  
streuungen verbunden sein kann und die zudem temperatur-, spannungs- und  
5 empfangsleistungsabhängig ist. Durch die steuerbare Kapazität C der Kapazi-  
tätsdiode 3 werden Schwankungen der APD-Kapazität  $C_{APD}$  vollständig  
kompensiert.

- Da die temperatur- und empfangsleistungsabhängigen Kapazitätsschwankungen  
10 der APD 2 das Phasenverhalten des Lokaloszillatorsignals und somit auch das  
Phasenverhalten des über die APD 2 erhaltenen Empfangssignals, insbesondere  
Messsignals, im Zwischenfrequenzbereich beeinflussen, wird gleichzeitig ein  
hierauf hervorgehender Distanzmessfehler eliminiert. Es stellt sich also unab-  
hängig von störenden Umgebungsbedingungen automatisch immer ein definier-  
15 ter Systemzustand ein. Auch andere störende parasitäre Schaltungskapazitäten  
werden kompensiert.

- Bei der Resonanzfrequenz wird außerdem durch die Parallelschaltung der  
Induktivität L der tiefpassbegrenzende Einfluss der Schaltungskapazitäten  
20 beseitigt, und zwar unabhängig von Exemplarstreuungen, der Temperatur, der  
APD-Sperrspannung und der Empfangsleistung. Dies führt zu einer Erhöhung  
der oberen Grenzfrequenz der Schaltung.

- Mit dem programmierbaren Teilverhältnis der PLL-Schaltung 1 lassen sich die  
25 beschriebenen definierten, schmalbandigen Systemzustände bei beliebigen, im  
Frequenzeinfangbereich der PLL-Schaltung 1 liegenden Frequenzen realisieren.

- Als alternative Möglichkeit kann die PLL-Schaltung durch einen digitalen Re-  
gelkreis nach Fig. 2 ersetzt werden. Hierbei wird der Istwert der Frequenz des  
30 aus dem LC-Oszillator hervorgehenden Lokaloszillatorsignals mit einem Fre-  
quenzzähler 20 unter Verwendung des Referenzoszillatorsignals ständig gemes-  
sen und anschließend einer Steuereinheit 21 zugeführt. Die Steuereinheit 21  
wird vorzugsweise durch einen Digitalrechner, also beispielsweise einen Micro-  
controller oder einen Signalprozessor gebildet. Auf Basis der ständig gemesse-  
35 nen Frequenz-Istwerte erzeugt die Steuereinheit 21 über einen Regelalgorithmus  
mit einem Digital-Analog-Wandler 22 geeignete Steuerspannungen, mit denen  
die Kapazitätsdiode 3 beaufschlagt wird, so dass die Resonanzfrequenz einen

1 vorgegebenen und stabilisierten Sollwert annimmt. Schwankungen bei den LC-  
Resonatorgrößen, Sperrschichtkapazität  $C_{APD}$  und Induktivität  $L$  werden also  
durch eine vom Regelalgorithmus über die Steuerspannung veränderte Kapazi-  
tät  $C$  der Kapazitätsdiode 3 ausgeglichen.

5 Es ist auch ein ungeregeltes System denkbar. Hierbei wird die Resonanzfre-  
quenz über die Steuerspannung der Kapazitätsdiode 3, die von der Steuereinheit  
21 mit dem Digital-Analog-Wandler 22 erzeugt wird, grob eingestellt, wobei bei-  
spielsweise Tabellenwerte zurundegelegt werden können. Schwankungen der Re-  
sonanzfrequenz werden nicht ausgeglichen, d. h., es wird kein Regelalgorithmus  
10 verwendet. Häufig muss der eingestellte Frequenzwert nur ungefähr einem vor-  
gegebenen Sollwert entsprechen, d. h., geringe konstante Abweichungen vom  
Sollwert aber auch zeitliche Schwankungen sind erlaubt. Der Momentanwert der  
Resonanz- bzw. Lokaloszillatorfrequenz zu einem definierten Zeitpunkt muss  
15 aber häufig für spätere Berechnungen genau bekannt sein. Mit dem Fre-  
quenzzähler 20 wird daher der Istwert der Frequenz gemessen und der Steuer-  
einheit 21 zugeführt.

20 Die Fig. 3 zeigt eine Variante des LC-Oszillators. Hierbei wird die Kapazität  $C$   
der Kapazitätsdiode 3 zur Sperrschichtkapazität der APD 2 in Serie geschaltet.  
Diese Serienschaltung bildet mit der Induktivität  $L$  einen Parallelresonanzkreis.  
Über die Induktivität  $L$  wird die Anode der Kapazitätsdiode 3 gleichspannungs-  
mäßig auf 0 Volt, d. h. auf Masse gelegt. Die positive Steuerspannung der PLL-  
Schaltung 1 wird wieder der Kathode der Kapazitätsdiode 3 zugeführt.

25 Die Fig. 4 veranschaulicht einen weiteren Serienschwingkreis bestehend aus  
Induktivität  $L$ , der Kapazität  $C$  der Kapazitätsdiode und der APD-Sperrschicht-  
kapazität  $C_{APD}$ . Über eine Drossel  $D_r$  wird die Anode der Kapazitätsdiode 3  
gleichspannungsmäßig auf Massepotential gelegt.

30 Der Vorteil der Anordnungen nach Fig. 3 und 4 ist der, dass bei notwendigen  
relativ großen Diodenkapazitäten  $C$  (z. B. 10 mal größer als  $C_{APD}$ ) die  
Spannungsamplitude über der Kapazitätsdiode 3 geringer ist als bei der  
Beschaltung gemäß Fig. 1 bzw. Fig. 2. Bei großen Amplituden ist die Kapazitäts-  
diode 3 bei einer Halbwelle des Lokaloszillatorsignals in Durchlassrichtung ge-  
schaltet. Hierdurch wird die Amplitude begrenzt und es entstehen starke Ober-  
wellenanteile im Lokaloszillatorsignal. Zur Reduzierung der Amplitude an der  
35

- 1 Kapazitätsdiode muss daher bei dem Ausführungsbeispiel in Fig. 1 zur Diodenkapazität C in der Regel zusätzlich eine weitere Kapazität (nicht gezeigt) in Serie geschaltet werden. Dies entspricht einem kapazitiven Spannungsteiler. Durch diese Maßnahme wird aber die effektive Kapazität dieser Serienschaltung klein, so dass auch der durchstimbare Frequenzbereich des Resonanzkreises eingeschränkt wird.

- Speziell bei der Anordnung in Fig. 4 wirkt sich vorteilhaft aus, dass die parasitären induktiven Anteile der APD 2, der Kapazitätsdiode 3 und der Koppelkondensatoren, welche aus den Zuleitungen hervorgehen, ebenfalls in den LC-Schwingkreis eingebunden sind. Da somit weniger Nebenresonanzen entstehen, wirkt sich dies positiv auf den Durchstimbereich aus.

- Bei den Anordnungen nach Fig. 3 und 4 ist zu beachten, dass durch die Serienschaltung der variablen Kapazität C der Kapazitätsdiode 3 und der Sperrschichtkapazität  $C_{APD}$  der APD 2 - aufgrund der kleinen Sperrschichtkapazität von z. B. 2 pF - der variable Bereich der effektiven Resonatorkapazität, d. h. die Serienschaltung aus C und  $C_{APD}$ , wie bei der Beschaltung nach Fig. 1 sehr klein werden kann. Hierdurch wird der Frequenzdurchstimbereich des Schwingkreises eingeschränkt. Zudem wird die Amplitude der Spannung an der APD 2 durch den kapazitiven Spannungsteiler bestehend aus C und  $C_{APD}$  aufgrund der variablen Kapazität C abhängig von der Steuerspannung der PLL.

- Die Fig. 5 veranschaulicht eine weitere ergänzte Variante der grundsätzlichen Schaltungsanordnung nach Fig. 1. Bei dieser Schaltungsanordnung wird der beschriebene PLL-stabilisierte LC-Oszillator durch eine HF-signalmäßige Parallelschaltung einer ersten Sperrschichtkapazität  $C_{APD,R}$  der in diesem Fall als Referenzempfänger eines optoelektronischen Distanzmessgeräts dienenden APD 2, der Sperrschichtkapazität  $C_{APD,M}$  einer als Messsignalempfänger verwendeten APD 10, der Kapazität C der Kapazitätsdiode 3 sowie der Induktivität L gebildet. Die APD 2 des Referenzempfängers empfängt das von einem Laserdiodensender (nicht gezeigt) emittierte sinusförmige intensitätsmodulierte Licht direkt nach dem Durchlaufen einer Referenzstrecke mit bekannter optischer Weglänge. Die APD 10 des Messempfängers detektiert das vom entfernten Messobjekt zurückgestreute ebenfalls sinusförmig intensitätsmodulierte Licht. Die beiden in den APDs 2, 10 generierten elektrischen Signale werden durch Direktmischung mit dem aus dem LC-Oszillator hervorgehenden Lokaloszillator-

- 1 signal in den (vergleichsweise) niederfrequenten Zwischenfrequenzbereich kon-  
vertiert. Über zugeordnete Tiefpassfilter 7 bzw. 11 lässt sich das ZF-Referenz-  
signal bzw. das ZF-Messsignal extrahieren. Durch Bestimmung der Phasendiffe-  
renz beider Zwischenfrequenzsignale kann die zu messende Distanz ermittelt  
5 werden. Phasenfehler, die vom Laserdiodensender erzeugt werden, werden durch  
diese Differenzbildung eliminiert. Es wird insoweit auf die bereits erwähnte und  
in der DE-Patentanmeldung Nr. 100 06 493.0 beschriebene optoelektronische  
Entfernungsmesseinrichtung verwiesen.
- 10 Falls es nicht darauf ankommt, dass die Verstärkungsfaktoren der APD 10 des  
Messempfängers und der APD 2 des Referenzempfängers über ihre Sperrschicht-  
spannungen gesondert einstellbar sein müssen, lassen sich die beiden APDs  
nach dem Ausführungsbeispiel in Fig. 6 sowohl HF-signalmäßig als auch gleich-  
spannungsmäßig parallel schalten.
- 15 Entscheidend bei der Schaltungsanordnung nach Fig. 5 bzw. 6 ist, dass durch  
eine HF-signalmäßige Parallelschaltung der APD 10 des Messzweigs und der  
APD 2 des Referenzzweigs das gemeinsame Spannungssignal des Lokaloszilla-  
tors phasengleich auf die jeweiligen Sperrschichten der APDs 2, 10 übertragen  
20 wird, falls die Bahnwiderstände der APDs vernachlässigbar sind. Da die Bahn-  
widerstände bei Silizium-APDs in der Regel kleiner sind als  $0,1 \Omega$  ist diese Vor-  
aussetzung in der Praxis auch gegeben. Die Phase des Lokaloszillatorsignals  
wird nur durch die Summenkapazität der Parallelschaltung  $C \parallel C_{APD,R} \parallel$   
 $C_{APD,M}$  beeinflusst und nicht durch die einzelnen Sperrschichtkapazitäten der  
25 APDs 2, 10, welche abhängig sind von Umgebungseinflüssen und Exemplar-  
streuungen. Bei der Direktmischung findet der Mischprozess in der inneren  
Stromquelle der jeweiligen APD statt, so dass auch das hochfrequente  
Empfangssignal nicht von der Sperrschichtkapazität der betreffenden APD und  
anderen externen parasitären Kapazitäten beeinflusst wird. Zudem ist das  
30 frequenzkonvertierte ZF-Signal so niederfrequent, dass die von Umgebungs-  
einflüssen und Exemplarstreuungen abhängige Sperrschichtkapazität hierfür  
keine Rolle spielt. Da also im Falle eines Distanzmessgeräts die APD 10 des  
Messzweigs und die APD 2 des Referenzzweigs mit dem gleichen Lokaloszillator  
beaufschlagt werden und Schwankungen der Summenkapazität sich für beide  
35 Zweige gleichermaßen auswirken, kann durch Bilden der Differenz der Phasen  
der jeweiligen ZF-Signale in gewissen Grenzen eine Fehlerkompensation erreicht  
werden. Eine ganz exakte Kompensation ist allerdings nicht möglich, da die

- 1 Koppelkapazitäten sowie die Anschlusskapazitäten der APDs für das Lokaloszillatorsignal weitere, jedoch nur sehr geringe Phasenfehler implizieren. Auch Phasenänderungen im Empfangssignal, welche durch unterschiedliche Driftzeiten der Ladungsträger in der Sperrschicht der jeweiligen APD entstehen, lassen sich nicht kompensieren. Gleichwohl kann aber durch Verwendung der Schaltungsanordnung nach Fig. 5 bzw. 6 eine erhebliche Phasenfehlerquelle, d. h. das Verhalten der Sperrschichtkapazitäten eliminiert werden, so dass insbesondere bei der optoelektronischen Distanzmessung eine Fehlerreduzierung erreicht wird.

10

- Vorteilhaft ist aber, dass dies nur für die Hochfrequenzsignale der Schaltung und nicht für die weniger kritischen niederfrequenten ZF-Signale gilt, für die parasitäre Kapazitäten meist vernachlässigbar sind. Für deren Verstärkung werden jedoch in der Regel im Mess- und Referenzzweig Zwischenfrequenzverstärker verwendet. Bei stark unterschiedlichen Signalamplituden müssen gegebenenfalls auch die Verstärkungen unterschiedlich gewählt werden, so dass die Signalphasen in beiden Zweigen verschieden beeinflusst werden können. Exemplarstreuungen der ZF-Verstärker (nicht gezeigt) können zusätzliche Fehler produzieren. Diese Phasenfehler müssen dann entweder rechnerisch berücksichtigt werden oder lassen sich mit der Anordnung, wie sie in der DE-Patentanmeldung Nr. 100 06 493.0 beschrieben ist, automatisch eliminieren.

20

- Von besonderem Vorteil ist, dass die Induktivität L für das ZF-Signal einen guten Kurzschluss darstellt, so dass Übersprechen der ZF-Signale vom Referenz- auf den Messsignalzweig stark reduziert wird. Wichtig ist hierbei nicht so sehr die Kompensation der Kapazitäten durch die jeweilige Kapazitätsdiode und den LC-Schwingkreis, sondern die Tatsache, dass durch die erfindungsgemäße Parallelschaltung beide APD-Sperrschichten mit einem phasengleichen Lokaloszillatorsignal beaufschlagt werden, also durch Differenzbildung Phasenschwankungen kompensiert werden können. Die Kompensation der Kapazitäten ist in diesem Zusammenhang nur für die Erzeugung der konstanten Resonanzfrequenz von Bedeutung.

25

- Bei dem Ausführungsbeispiel gemäß Fig. 7 sind die Sperrschichtkapazitäten CAPD,R und CAPD,M der HF-signalmäßig parallel geschalteten Avalanche-Fotodioden 2 und 10, beispielsweise eines Referenz- und Messempfängers in einen LC-Serienresonanzkreis eingebunden. Der LC-Kreis wird dabei durch die Induk-

35

1 tivität L durch die zu L in Serie geschaltete Kapazität C der Kapazitätsdiode 3  
und durch die zu L in Serie geschaltete Summenkapazität  $C_{APD,R} + C_{APD,M}$   
der parallelgeschalteten APDs 2, 10 gebildet. Die Koppelkapazitäten  $C_{KOPPEL}$   
sind hierbei wieder HF-signalmäßige Kurzschlüsse. Die Tiefpassfilter 7 und 11  
5 dienen der Auskopplung der ZF-Signale des Mess- und Referenzkanals und er-  
zeugen an den Anoden der APDs 2, 10 einen Gleichspannungsanteil von nahezu  
0 Volt, indem über einen relativ hochohmigen Widerstand eine Verbindung nach  
Masse hergestellt wird. Die Tiefpassfilter 7, 10 sind für die HF-Signale, d. h. für  
die Empfangssignale der APDs 2, 10 und für das aus dem LC-Oszillator hervor-  
10 gehende Lokaloszillatorsignal, undurchlässig. Der Verstärker 4 führt zusammen  
mit dem Rückkoppelungsnetzwerk 5 wieder zu einem stabilen Betrieb des LC-  
Oszillators mit konstanter Amplitude. Die Resonanzfrequenz wird auch in die-  
sem Beispiel in oben beschriebener Weise von der PLL-Schaltung 1 durch Beein-  
flussung der Sperrspannung C an der Kapazitätsdiode 3 geregelt. Über die Dros-  
15 sel Dr wird die Anode der Kapazitätsdiode gleichspannungsmäßig geerdet, d. h.  
auf Masse gelegt. Für die HF-Signale ist die Drossel Dr undurchlässig, und für  
die niederfrequenten ZF-Signale stellt sie einen Kurzschluss dar, so dass ein  
Übersprechen der ZF-Signale vom Referenz- auf den Messsignalzweig auch hier  
stark reduziert wird. Die Koppelkapazitäten  $C_{KOPPEL}$  stellen für die niederfre-  
20 quenten ZF-Signale eine hohe Impedanz dar. Falls es nicht darauf ankommt,  
dass die Verstärkungsfaktoren der APD 10 des Messempfängers und der APD 2  
des Referenzempfängers über ihre Sperrschichtspannungen gesondert einstell-  
bar sein müssen, können die beiden APDs 2, 10 ähnlich wie in Fig. 6 auch  
gleichspannungsmäßig parallel geschaltet werden, indem die Koppelkapazitäten  
25 an den Kathoden der APDs 2, 10 in Fig. 7 durch leitende Verbindungen ersetzt  
werden.

Bei dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 8 sind die Sperrschichtkapazitäten  
 $C_{APD,R}$  und  $C_{APD,M}$  der HF-signalmäßig in Serie geschalteten Avalanche-Foto-  
30 dioden 2 und 10 beispielsweise des Referenz- und Messempfängers in einem LC-  
Serienresonanzkreis eingebunden. Dieser Kreis besteht aus der Induktivität L,  
der zu L in Serie geschalteten Kapazität C der Kapazitätsdiode 3 und der eben-  
falls zu L in Serie geschalteten Kapazitäten  $C_{APD,R}$  sowie  $C_{APD,M}$  der APDs  
2, 10. Auch hier stellen die Koppelkapazitäten  $C_{KOPPEL}$  Kurzschlüsse für die  
35 HF-Signale dar. Die Tiefpassfilter 7 und 11 dienen der Auskopplung der ZF-  
Signale des Mess- und Referenzkanals. Für die HF-Signale, also für die  
Empfangssignale der APDs 2, 10 und für das aus dem IC-Oszillator hervor-

1 gehende Lokaloszillatorsignal, sind sie undurchlässig. Der Verstärker 4 bewirkt  
zusammen mit dem Rückkoppelungsnetzwerk 5 einen stabilen Betrieb des Oszil-  
lators mit konstanter Amplitude. Die Resonanzfrequenz wird auch in diesem  
Beispiel von der PLL-Schaltung 1 durch Beeinflussung der Sperrspannung an  
5 der Kapazitätsdiode 3 geregelt. Über Drosseln Dr1 und Dr2 werden die Anode  
der Kapazitätsdiode 3 sowie die Anoden der APDs 2 und 10 gleichspannungs-  
mäßig geerdet, d. h. auf Masse geführt. Für die HF-Signale sind die Drosseln  
undurchlässig, und für die niederfrequenten ZF-Signale stellen sie einen Kurz-  
schluss dar, so dass ein Übersprechen der ZF-Signale vom Referenz- auf den  
10 Messsignalzweig stark reduziert wird. Die Koppelkapazitäten  $C_{KOPPEL}$  besitzen  
für die niederfrequenten ZF-Signale eine hohe Impedanz. Falls es nicht darauf  
ankommt, dass die Verstärkungsfaktoren der APD 10 des Messempfängers und  
APD 2 des Referenzempfängers über ihre Sperrschichtspannungen separat ein-  
stellbar sein müssen, können die Kathoden der beiden APDs 2, 10 auch gleich-  
15 spannungsmäßig verbunden werden, indem die Koppelkapazität zwischen ihnen  
in Fig. 8 durch eine leitende Verbindung ersetzt wird.

Die Vorteile und Nachteile der Varianten in Fig. 7 und 8 im Vergleich zur Aus-  
führungsform der Erfindung nach Fig. 6 wurden bereits bei der Beschreibung  
20 der entsprechenden Ausführungsbeispiele in Fig. 3 und 4 ausführlich disku-  
tiert. Dabei ist ein Vorteil in der geringeren Spannungsamplitude über der Ka-  
pazitätsdiode 3 begründet. Speziell bei der Anordnung nach Fig. 8 sind zudem  
die parasitären induktiven Anteile der APDs 2, 10, der Kapazitätsdiode 3 und  
der Koppelkondensatoren  $C_{KOPPEL}$  Bestandteil des LC-Schwingkreises, so dass  
25 weniger Nebenresonanzen entstehen. Bei den Anordnungen nach Fig. 7 und 8  
ist jedoch anzumerken, dass durch die Serienschaltung der Kapazitätsdiode 3  
mit den Sperschichtkapazitäten der APDs 2, 10 - aufgrund der kleinen APD-Ka-  
pazität von z. B. 2 pF - der variable Bereich der effektiven Resonatorkapazität  
klein werden kann, so dass der Frequenzdurchstimmbereich des Schwingkreises  
30 eingeschränkt ist. Außerdem wird die Amplitude der APD-Spannung durch den  
kapazitiven Spannungsteiler und der variablen Kapazität C der Kapazitätsdiode  
3 abhängig von der Steuerspannung der PLL-Schaltung 1. Bei der Variante nach  
Fig. 8 sollte weiter beachtet werden, dass bei unterschiedlichen Sperschichtka-  
pazitäten  $C_{APD,R}$  und  $C_{APD,M}$  sich das Lokaloszillatorsignal unsymmetrisch  
35 auf die jeweiligen APDs 2, 10 überträgt. Hierdurch werden Exemplarstreuungen  
und Umgebungseinflüsse auf die Empfangsphase weniger gut kompensiert als  
bei den anderen Beispielen. Zudem wird durch die Serienschaltung der APD-

1 Sperschichtkapazitäten durch den hieraus hervorgehenden kapazitiven Spannungsteiler die Spannungsamplitude an den jeweiligen APDs 2, 10 halbiert. Für einen hohen Wirkungsgrad der Direktmischung sollte die Amplitude des LO-Signals jedoch möglichst hoch sein.

5

Für die Zusammenschaltung zu einem LC-Schwingkreis sind noch weitere Kombinationen denkbar. Beispielsweise kann ein Parallelschwingkreis aus einer Induktivität und der Serienschaltung einer Kapazitätsdiode mit in Serie geschalteten APD-Sperrschichtkapazitäten verwendet werden. Auch ein Parallel-

10 schwingkreis aus einer Induktivität und der Serienschaltung einer Kapazitätsdiode mit parallel geschalteten APD-Sperrschichtkapazitäten wäre möglich. Die Verschaltung der APDs kann je nach Anwendung hochfrequenzsignalmäßig oder gleichspannungsmäßig erfolgen. Natürlich kann bei allen Ausführungsbeispielen anstatt des PLL-geregelten Lokaloszillators auch die digitale Steuerereinheit  
15 nach Fig. 2 verwendet werden, wobei gemäß der Beschreibung zu Fig. 2 sowohl ein geregeltes als auch ein ungeregeltes System möglich ist.

Ein wesentlicher Vorteil der erfindungsgemäßen Schaltung eines Lokaloszillators ergibt sich aus Folgendem:

20

Eine APD ist eine Stromquelle, die einen intern generierten Fotostrom liefert. Parallel zu dieser Stromquelle liegt die Sperrschichtkapazität der APD. Bei hohen Frequenzen wird durch diese Sperrschichtkapazität das Signal kurzgeschlossen, so dass ein Tiefpassverhalten resultiert. Auch das Lokaloszillator-

25

signal "sieht" diese Sperrschichtkapazität und wird durch sie ebenfalls auf Masse kurzgeschlossen. Dies ist aber nur der Fall, wenn das Lokaloszillatorsignal z. B. über einen Verstärker zugeführt wird. In dem beschriebenen Fall und gemäß der Erfindung, bei dem das Lokaloszillatorsignal durch den LC-Resonanzkreis selbst gebildet wird, wird der kapazitive Einfluss und damit auch das aus der

30

jeweiligen Sperrschichtkapazität hervorgehende Tiefpassverhalten durch die parallel bzw. in Serie geschaltete Induktivität L eliminiert, d. h. weggestimmt. Die Sperrschichtkapazität wird in den Resonanzkreis integriert und kann somit kein Tiefpassverhalten mehr erzeugen. Das Tiefpassverhalten wird nur noch durch die Driftzeiten der generierten Ladungsträger innerhalb des Halbleiters  
35 gebildet.

Ein Lokaloszillator mit erfindungsgemäßen Merkmalen ist also durch folgende

## 1 vorteilhafte Eigenschaften ausgezeichnet:

5 - Mögliche Störung durch Übersprechen und Einstreuung externer elektromagnetischer Störleistungen sind aufgrund der möglichen sehr kleinen Strukturen gering.

10 - Im Pfad des Empfangssignals, beispielsweise eines Messsignals, sind keine für EMI empfindliche Hochfrequenzsignale, -komponenten und -strukturen vorhanden, da das Messsignal bzw. das APD-Empfangssignal schmalbandig sind.

15 - Die über der oder die APDs erzeugten Ausgangssignale sind niederfrequent, d. h. beispielsweise im Bereich von 10 kHz bis 100 kHz, und lassen sich damit unproblematisch weiterverarbeiten und rauscharm verstärken. Es entstehen keine Probleme mit einer eventuellen Anpassung, der Strukturgröße von Baugruppen, Abstrahlung, Übersprechen, EMI und sonstigen parasitären Effekten.

20 - Der Bauteilbedarf ist reduziert und damit prinzipiell auch die Systemkosten.

- Der Stromverbrauch ist im Vergleich zu bekannten Lösungen mit Hochfrequenzübertragung oder Systemen mit notwendiger Impedanzanpassung deutlich verringert.

25 - Die Verlustleistung an der jeweiligen APD-Kathode ist gering aufgrund des Leerlaufbetriebs bei hoher Spannungsamplitude am LC-Resonatorkreis.

30 - Mögliche störende Umgebungseinflüsse, wie Temperatur, stark schwankende Empfangsleistung, variierende Sperrschichtspannung und Exemplarstreuungen auf das Signalphasenverhalten sind durch die Eliminierung parasitärer Kapazitäten automatisch kompensiert.

35 - Ein definierter Systemzustand im Empfangs- und Signalverarbeitungsteil stellt sich automatisch ein, unabhängig von Exemplarstreuungen und eventuellen Umgebungseinflüssen.

- 1        - Bei Anwendung der Erfindung in einem optoelektronischen Distanz-
- messgerät wird die Messgenauigkeit deutlich verbessert.
- 5        - Automatische Eliminierung des tiefpassbegrenzenden Verhaltens durch
- Wegstimmen der Schaltungskapazitäten unabhängig von Umgebungse-
- einflüssen und Exemplarstreuungen.
- 10       - Es lässt sich eine definierte Lokaloszillatorfrequenz gewährleisten, die
- unabhängig ist von möglichen Exemplarstreuungen und Umgebungsein-
- flüssen.
- 15       - Die Lokaloszillatorfrequenz und das Signalphasenverhalten hängen nur
- von der Frequenz des Referenzoszillators und dem Teilverhältnis der
- PLL-Schaltung ab.
- 20       - Unterschiedliche Phasen- bzw. Laufzeiten werden im Falle einer
- optoelektronischen Distanzmesseinrichtung beim Mess- und
- Referenzempfänger durch die HF-signalmäßige Parallelschaltung der
- Referenz-APD und der Mess-APD in einem LC-Schwingkreis eliminiert.

25

30

35

**Patentansprüche**

- 1 1. Lokaloszillator zur Erzeugung eines schmalbandigen HF-Signals zur Direktmischung mit einem über eine in Sperrrichtung vorgespannte Avalanche-Fotodiode (APD 2) aus einem auf diese auftreffenden Lichtsignal erzeugten ersten Empfangssignal, bei dem die Sperrschichtkapazität (CAPD) der
- 5 Avalanche-Fotodiode (APD 2) in einen steuerbaren HF-Resonanzkreis einbezogen ist, dessen das HF-Signal bildende Resonanzfrequenz durch wählbare Einstellungen einer von einem Referenzoszillator (6) beaufschlagten Steuereinheit bestimmt ist.
- 10 2. Lokaloszillator nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Steuereinheit eine PLL-Schaltung (1) zur Frequenz- bzw. Phasenregelung ist, deren einstellbares Teilverhältnis zusammen mit der Frequenz des Referenzoszillators (6) die Frequenz des HF-Resonanzkreises bestimmt.
- 15 3. Lokaloszillator nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Steuereinheit eine digitale Recheneinheit ist, die mit von dieser Recheneinheit generierten Steuersignalen die Frequenz des HF-Resonanzkreises einstellt, und auf Basis der Frequenz des Referenzoszillators den Istwert der Frequenz des HF-Resonanzkreises ermittelt.
- 20 4. Lokaloszillator nach Anspruch 3, **dadurch gekennzeichnet**, dass die digitale Recheneinheit mit der Frequenz des Referenzoszillators (6) und dem ermittelten Istwert der Frequenz des HF-Resonanzkreises über einen Regler und von der digitalen Recheneinheit generierten Steuersignalen den Sollwert der
- 25 Frequenz des HF-Resonanzkreises bestimmt.
5. Lokaloszillator nach Anspruch 4, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Regler durch ein Rechenprogramm realisiert ist.
- 30 6. Lokaloszillator nach Anspruch 2 oder 3, **dadurch gekennzeichnet**, dass der HF-Resonanzkreis ein zur Sperrschichtkapazität (CAPD) parallel oder in Serie geschalteter HF-Resonanzkreis mit steuerbarer Kapazität (C) ist.
7. Lokaloszillator nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass die steuerbare Kapazität eine Kapazitätsdiode (3) ist.

- 1 8. Lokaloszillator nach Anspruch 2 oder 3, **dadurch gekennzeichnet**, dass der HF-Resonanzkreis ein zur Sperrschichtkapazität (CAPD) parallel oder in Serie geschalteter HF-Resonanzkreis mit steuerbarer Induktivität ist.
- 5 9. Lokaloszillator nach Anspruch 2 oder 3 und/oder 6 oder 8, **dadurch gekennzeichnet**, dass der HF-Resonanzkreis durch einen Resonator und die steuerbare Kapazität und/oder die steuerbare Induktivität zusammen mit der Sperrschichtkapazität (CAPD) der Avalanche-Fotodiode (APD 2) gebildet ist.
- 10 10. Lokaloszillator nach Anspruch 9, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Resonator ein LC-Serien- oder LC-Parallelresonanzkreis ist.
11. Lokaloszillator nach Anspruch 9, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Resonator ein Hohlraumresonator ist.
- 15 12. Lokaloszillator nach Anspruch 9, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Resonator ein Leitungsresonator ist.
13. Lokaloszillator nach Anspruch 9, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Resonator ein Quarzresonator oder ein SAW (surface acoustic wave)-Resonator ist.
- 20 14. Lokaloszillator nach Anspruch 9, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Resonator ein dielektrischer Keramikresonator ist.
- 25 15. Lokaloszillator nach Anspruch 2 oder 3, **gekennzeichnet durch** einen mit dem HF-Resonanzkreis verbundenen rückgekoppelten Verstärker (4, 5) zum Ausgleichen von Verlusten und zur Aufrechterhaltung einer Oszillation konstanter Amplitude des HF-Resonanzkreises.
- 30 16. Lokaloszillator nach Anspruch 1, **gekennzeichnet durch** einen mit dem Mischsignalausgang der Avalanche-Fotodiode verbundenen Tiefpass (7) mit einer über einem gewünschten ZF-Signal liegenden Grenzfrequenz.
- 35 17. Lokaloszillator nach einem der vorstehenden Ansprüche, **gekennzeichnet durch** eine weitere ebenfalls in Sperrrichtung vorgespannte Avalanche-Fotodiode (APD 10), die ein zweites durch Direktmischung in einen anderen

- 1 Frequenzbereich umzusetzendes Empfangssignal erzeugt und deren Sperrschichtkapazität ( $C_{APD,M}$ ) zur Sperrschichtkapazität ( $C_{APD,R}$ ) der ersten Avalanche-Fotodiode (APD 2) und zum LC-Resonanzkreis parallel geschaltet ist.
- 5 **18.** Lokaloszillator nach einem der vorstehenden Ansprüche 1 bis 16, **gekennzeichnet durch** eine weitere ebenfalls in Sperrichtung vorgespannte Avalanche-Fotodiode (APD 10), die ein zweites durch Direktmischung in einen anderen Frequenzbereich umzusetzendes Empfangssignal erzeugt und deren Sperrschichtkapazität ( $C_{APD,M}$ ) mit der Sperrschichtkapazität ( $C_{APD,R}$ ) der ersten Avalanche-Fotodiode (APD 2) parallel geschaltet ist, wobei die Gesamtkapazität ( $C_{APD,M} + C_{APD,R}$ ) dieser Parallelschaltung zum LC-Serienresonanzkreis in Serie geschaltet ist.
- 10 **19.** Lokaloszillator nach einem der vorstehenden Ansprüche 1 bis 16, **gekennzeichnet durch** eine weitere ebenfalls in Sperrichtung vorgespannte Avalanche-Fotodiode (APD 10), die ein zweites durch Direktmischung in einen anderen Frequenzbereich umzusetzendes Empfangssignal erzeugt, und deren Sperrschichtkapazität ( $C_{APD,M}$ ) mit der Sperrschichtkapazität ( $C_{APD,R}$ ) der ersten Avalanche-Fotodiode (APD 2) und mit dem LC-Serienresonanzkreis in Serie geschaltet ist.
- 20 **20.** Lokaloszillator nach einem der vorstehenden Ansprüche 1 bis 16, **gekennzeichnet durch** eine weitere ebenfalls in Sperrichtung vorgespannte Avalanche-Fotodiode (APD 10), die ein zweites durch Direktmischung in einen anderen Frequenzbereich umzusetzendes Empfangssignal erzeugt, und deren Sperrschichtkapazität ( $C_{APD,M}$ ) mit der Sperrschichtkapazität ( $C_{APD,R}$ ) der ersten Avalanche-Fotodiode (APD 2) in Serie geschaltet ist, wobei die Gesamtkapazität der Serienschaltung zum LC-Parallelresonanzkreis parallel geschaltet ist.
- 25 **21.** Anwendung des Lokaloszillators nach einem der vorstehenden Ansprüche in einem optoelektronischen Distanzmessgerät, bei dem mindestens eine Avalanche-Fotodiode als Empfangselement für ein optisches Mess- und/oder Referenzsignal verwendet ist.

**Zusammenfassung****Lokalszillator zur Erzeugung eines HF-Signals zur  
Direktmischung mittels Avalanche-Fotodioden**

Erfindungsgegenstand ist ein insbesondere in einem optoelektronischen Distanzmesssystem zu verwendender Lokalszillator zur Erzeugung eines schmalbandigen HF-Signals zur direkten Signalmischung mit einem über eine Avalanche-Fotodiode (2) aus einem auf diese auftreffenden Lichtsignal erzeugten Empfangssignal. Die Erfindung sieht vor, die durch verschiedene Einflüsse und Exemplarstreuungen veränderliche Sperrschichtkapazität ( $C_{APD}$ ) der Avalanche-Fotodiode (2) als die Oszillatorfrequenz (mit-)bestimmendes Element in einen steuerbaren HF-Resonanzkreis einzubeziehen, dessen HF-Resonanzfrequenz bestimmt ist beispielsweise vom einstellbaren Teilverhältnis einer durch einen phasenstarken Referenzoszillator (6) beaufschlagten PLL-Schaltung (1), welche die Kapazität (C) einer zur Sperrschichtkapazität parallel liegenden Kapazitätsdiode (3) steuert.

Die Oszillatorschaltung ist durch geringen Bauteilbedarf, sehr niedrigen Stromverbrauch und stabile Lokalszillatorfrequenz, unabhängig von Exemplarstreuungen und Umgebungseinflüssen gekennzeichnet. Sie eignet sich gut zur Anwendung in optoelektronischen Messsystemen, bei denen Avalanche-Fotodioden als Empfangselemente verwendet werden.

(Fig. 1)

Figur für die Zusammenfassung

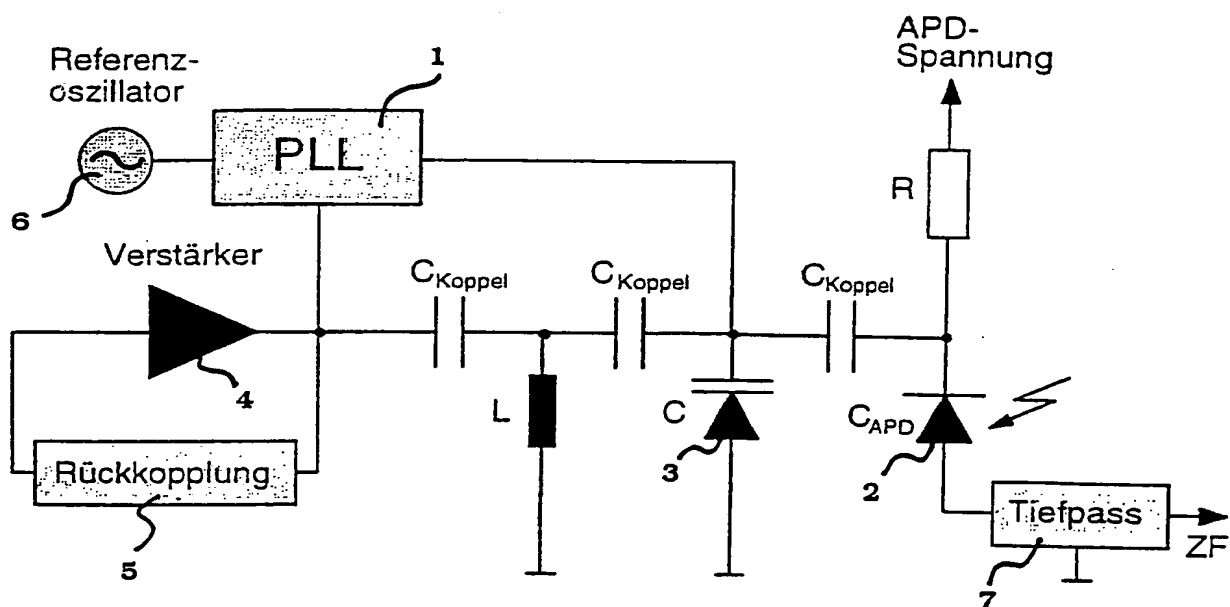
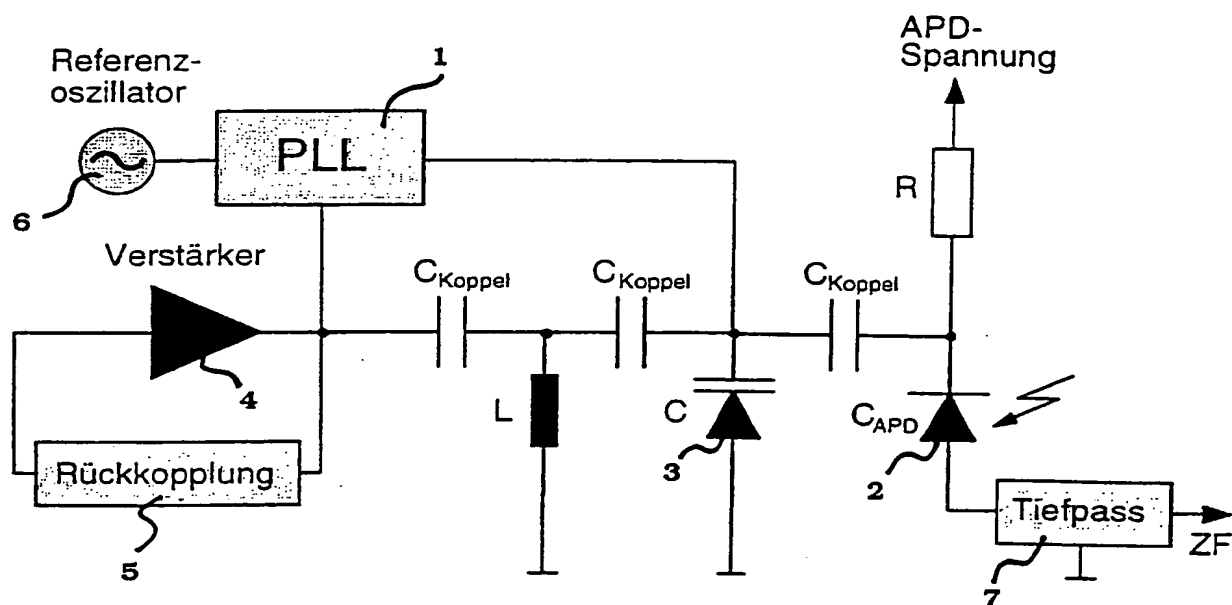


Fig. 1

**Fig. 1**

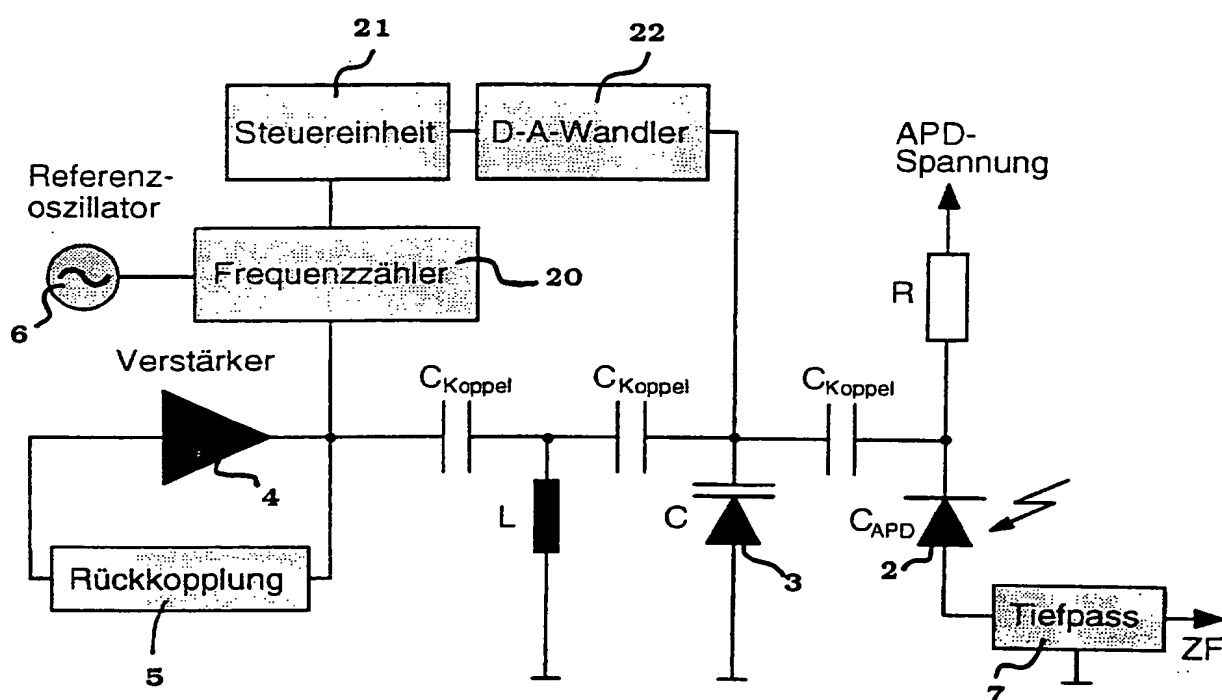
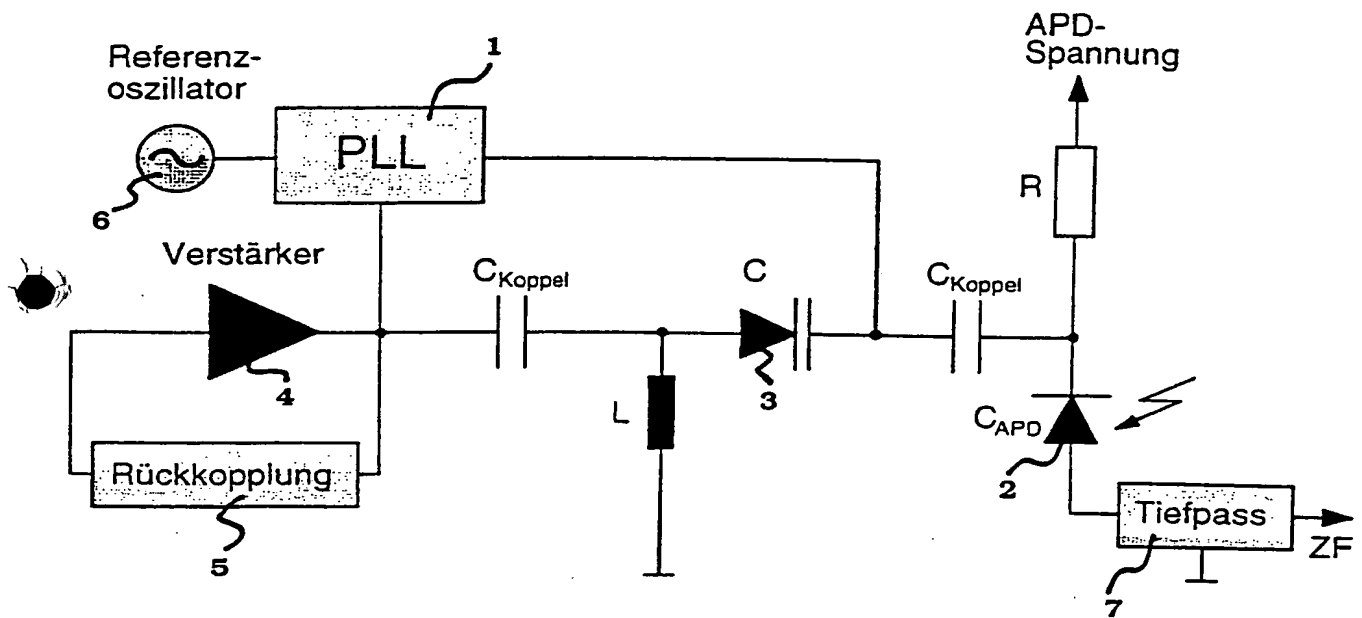


Fig. 2

**Fig. 3**

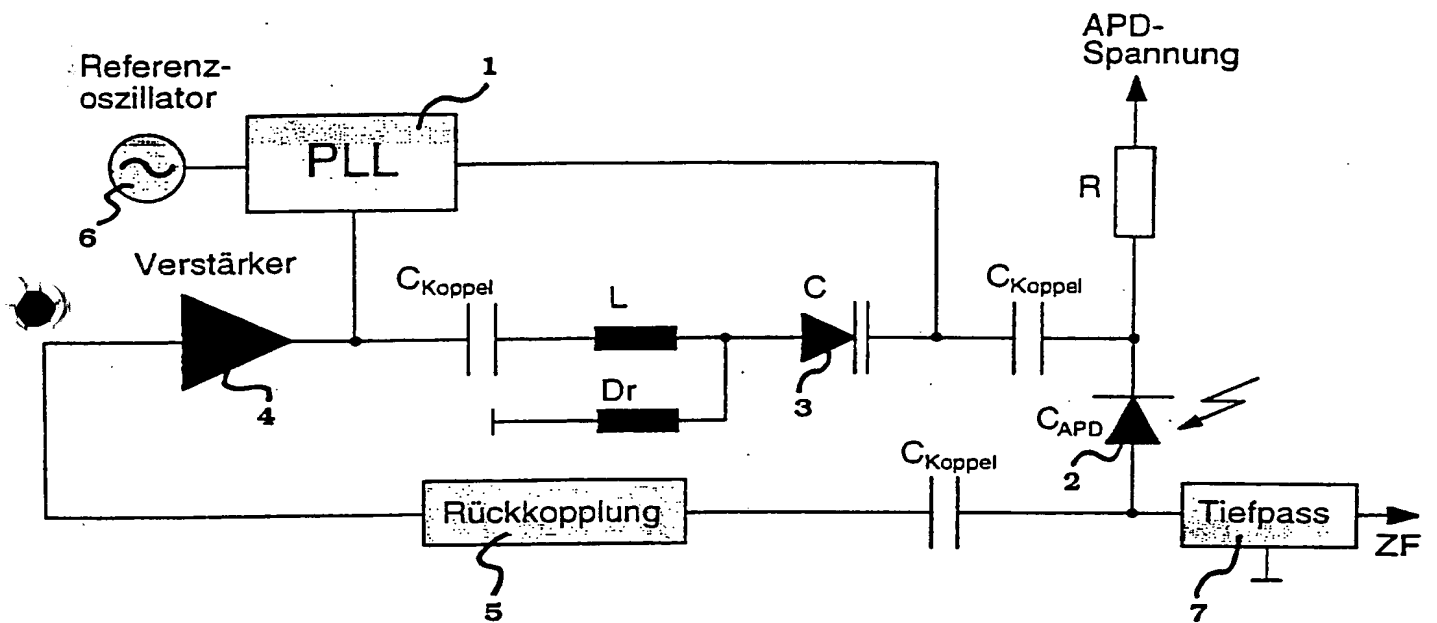
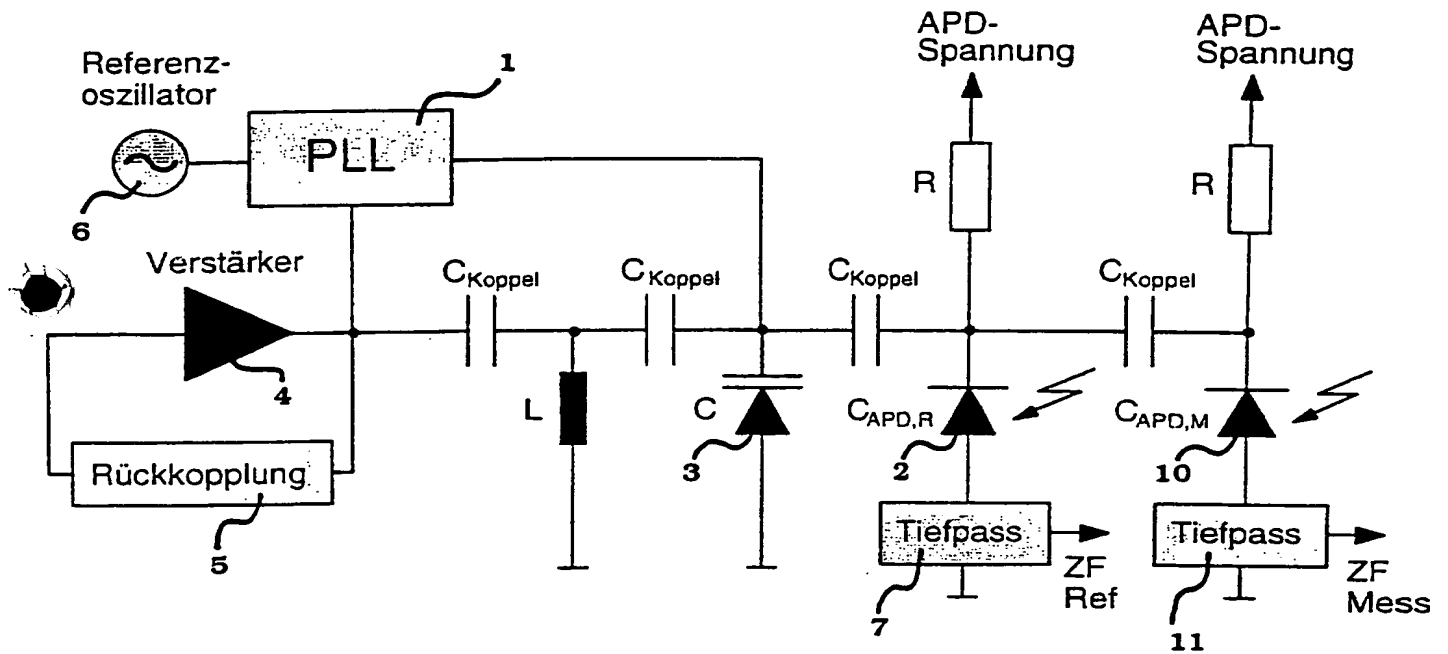
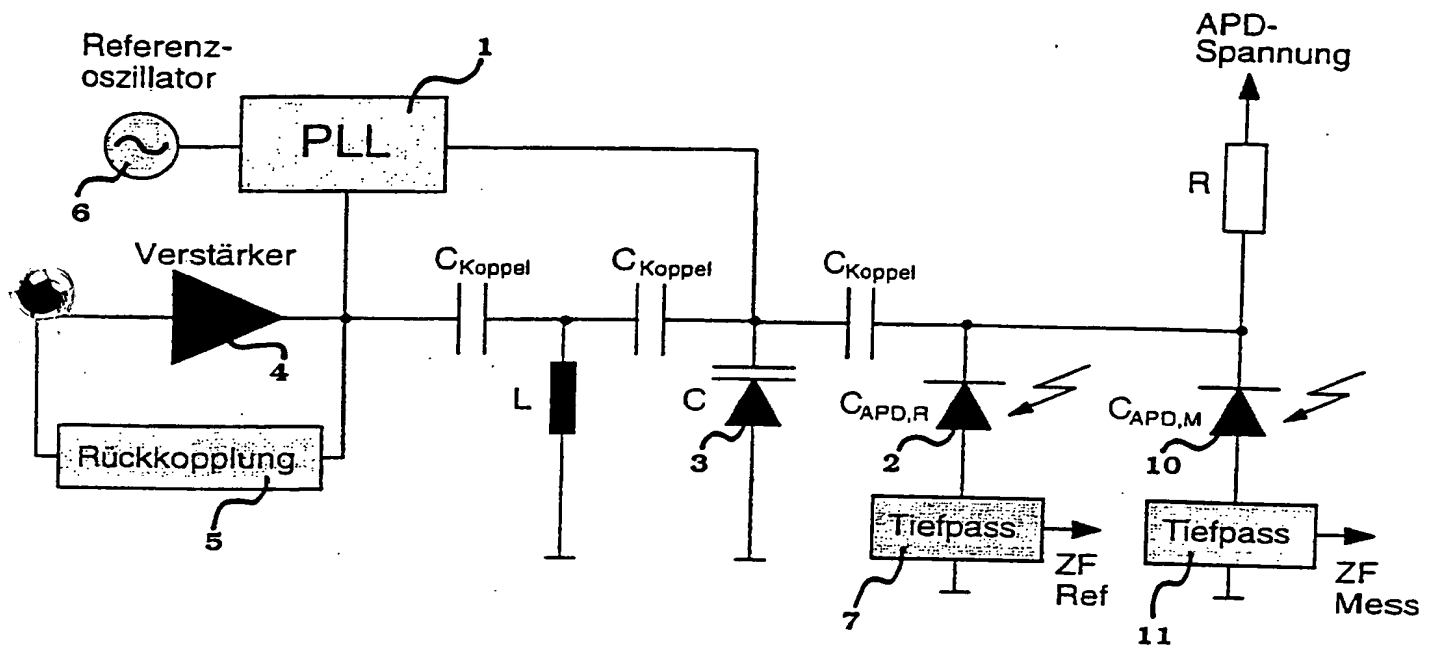


Fig. 4

**Fig. 5**



**Fig. 6**

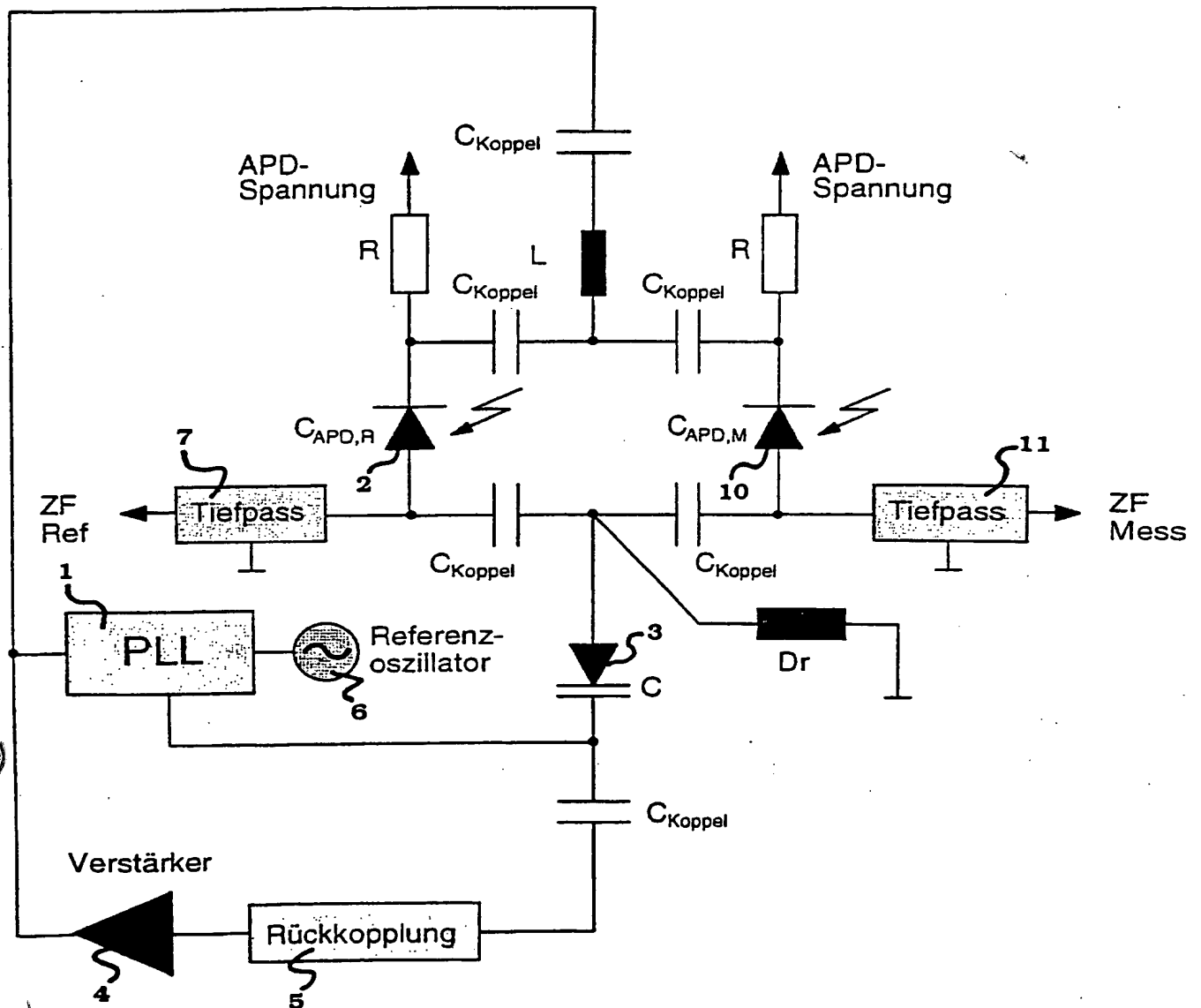


Fig. 7

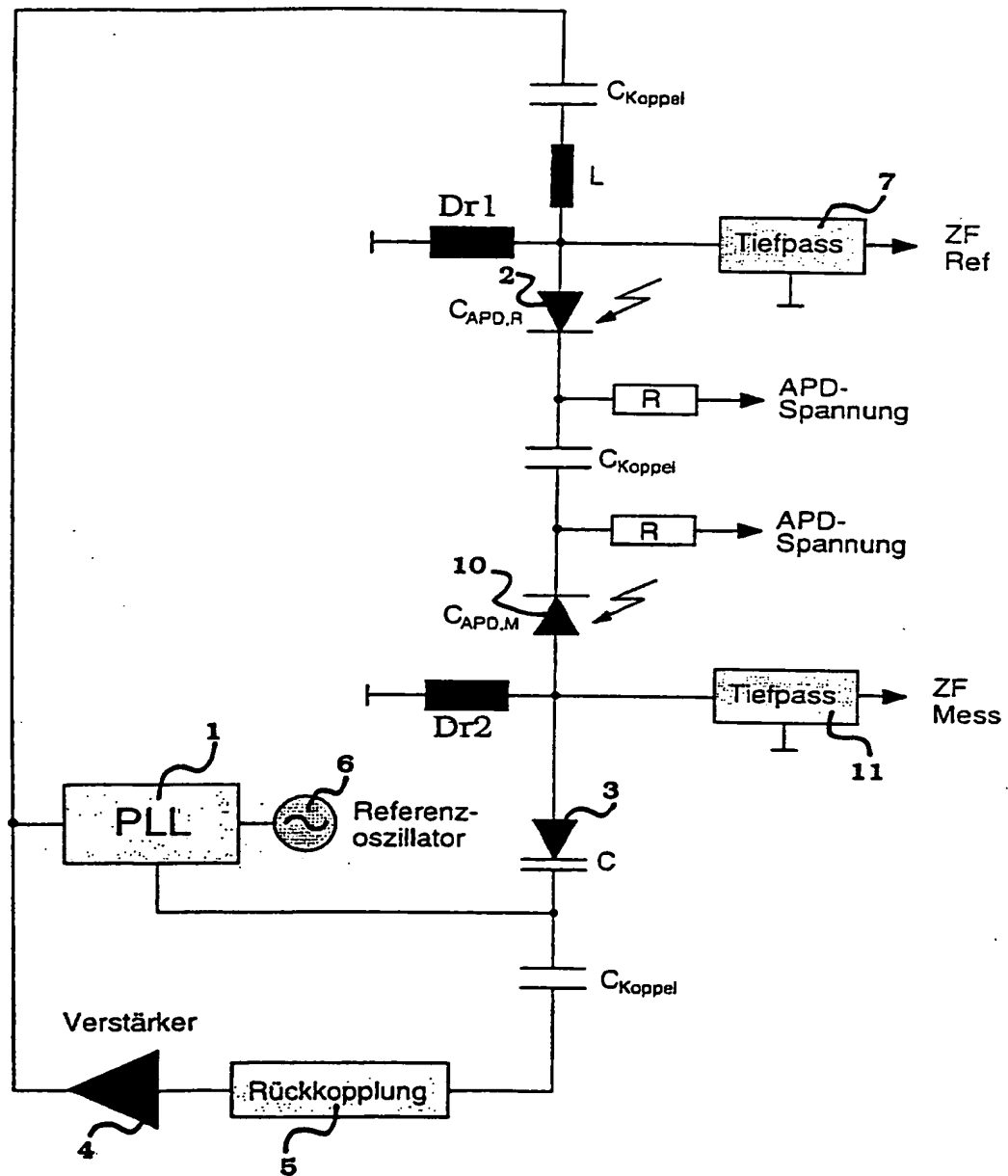


Fig. 8